

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-320398

(43)Date of publication of application : 31.10.2002

(51)Int.Cl.

H02P 6/18  
H02P 21/00

(21)Application number : 2001-288303

(71)Applicant : HONDA MOTOR CO LTD

(22)Date of filing : 21.09.2001

(72)Inventor : IMAI NOBUYUKI  
TAKAHASHI YUTAKA

(30)Priority

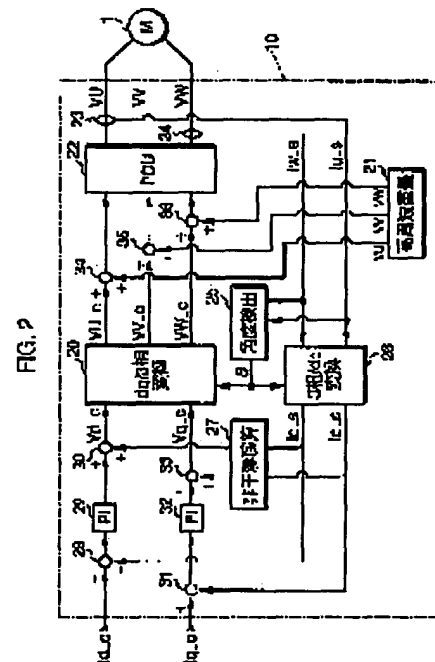
Priority number : 2001040446 Priority date : 16.02.2001 Priority country : JP

## (54) ROTOR ANGLE DETECTOR OF DC BRUSHLESS MOTOR

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a rotor angle detecting apparatus of DC brushless motor which can detect an angle of rotor with higher accuracy without use of a position detecting sensor.

SOLUTION: A motor controller 10 detects a rotor angle of DC brushless motor using a high frequency superposing part 21, an angle detecting part 25, a phase U current sensor 23, and a phase W current sensor 24. The angle detecting part 25 detects a rotor angle  $\theta$ , when the high frequency voltages  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  are respectively superposed to the command values  $VU-c$ ,  $VV-c$ ,  $VW-c$  of the 3-phase voltages with the high frequency wave superposing part 21, using the high frequency element depending on the current value  $IU-s$  detected by the phase U current sensor 23, the current value  $IW-s$  detected by the phase W current sensor 24 and the high frequency voltages  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$ .



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

25.06.2002

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision]

of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(51)IntCl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	サーチワード(参考)	
H 0 2 P 6/18 21/00		H 0 2 P 6/02 5/408	3 7 1 S C	5 H 5 6 0 5 H 5 7 6

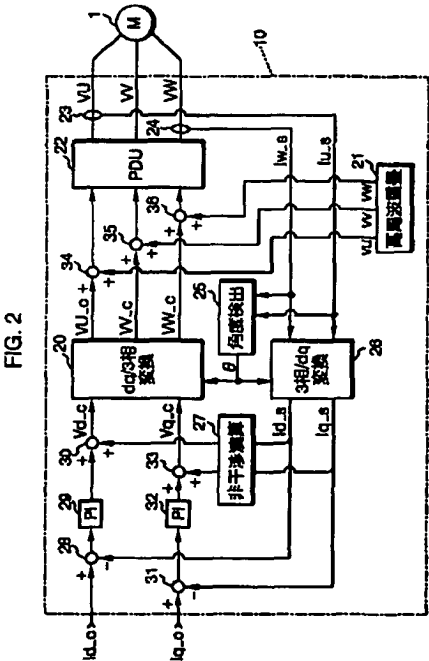
審査請求 有 請求項の数 9 O L (全 17 頁)

(21)出願番号	特願2001-288303(P2001-288303)	(71)出願人	000005326 本田技研工業株式会社 東京都港区南青山二丁目1番1号
(22)出願日	平成13年9月21日(2001. 9. 21)	(72)発明者	今井 信幸 埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会 社本田技術研究所内
(31)優先権主張番号	特願2001-40446(P2001-40446)	(72)発明者	高橋 豊 埼玉県和光市中央1丁目4番1号 株式会 社本田技術研究所内
(32)優先日	平成13年2月16日(2001. 2. 16)	(74)代理人	100077805 弁理士 佐藤 辰彦 (外1名)
(33)優先権主張国	日本 (J P)		

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 DCブラシレスモータのロータ角度検出装置

(57)【要約】  
【課題】位置検出センサを用いることなく、ロータの角度を精度良く検出することができるDCブラシレスモータのロータ角度検出装置を提供する。  
【解決手段】モータコントローラ10は、高周波重畳部21、角度検出部25、U相電流センサ23、及びW相電流センサ24を用いてDCブラシレスモータ1のロータ角度を検出する。角度検出部25は、高周波重畳部21により3相電圧の指令値VU\_c、VV\_c、VW\_cに対して高周波電圧vu、vv、vwがそれぞれ重畳されたときに、U相電流センサ23により検出される電流値IU\_s及びW相電流センサ24により検出される電流値IW\_sと、高周波電圧vu、vv、vwに応じた高周波成分とを用いてロータ角度θを検出する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】突極型のDCブラシレスモータの3相の電機子に駆動電圧を印加する電圧印加手段と、該駆動電圧に高周波電圧を重畳する高周波重畳手段と、該3相の電機子のうちの第1相の電機子に流れる電流を検出する第1電流検出手段と、該3相の電機子のうちの第2相の電機子に流れる電流を検出する第2電流検出手段と、前記高周波重畳手段により前記駆動電圧に前記高周波電圧が重畳されたときに前記第1電流検出手段により検出される第1電流値及び前記第2電流検出手段により検出される第2電流値と、前記高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、前記モータのロータ角度の2倍角の正弦値に応じた正弦参照値と該2倍角の余弦値に応じた余弦参照値とを抽出する参照値抽出手段と、該正弦参照値と該余弦参照値とから前記モータのロータ角度を算出するロータ角度算出手段とを備えたことを特徴とするDCブラシレスモータのロータ角度検出装置。

【請求項2】前記参照値抽出手段は、前記高周波成分に\*

$$V_s = \int_0^{2\pi} \left\{ \cos 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \cdots \cdots (1)$$

【数2】

$$V_o = - \int_0^{2\pi} \left\{ \sin 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \quad \cdots \cdots (2)$$

但し、上記式(1)において、 $V_s$ ：前記正弦参照値、 $V_o$ ：前記余弦参照値、 $I_u$ ：前記第1電流値、 $I_w$ ：前記第2電流値、 $\omega$ ：前記高周波電圧の角速度。

【請求項5】前記ロータ角度算出手段は、所定の制御サイクルごとに、前記高周波重畳手段により前記駆動電圧に前記高周波電圧を重畳して前記参照値抽出手段により前記正弦参照値と前記余弦参照値とを抽出し、前記モータのロータ角度の実際値( $\theta$ )と推定値( $\theta_h$ )との位相差( $\theta - \theta_h$ )に応じた位相差データを次式(4)に基づいて生成し、最初の制御サイクルにおいては、次式(3)により前記DCブラシレスモータのロータ角度を算出し、次の制御サイクル以降においては、前回の制御サイクルにおいて算出した前記モータのロータ角度を前回の制御サイクルにおける前記モータのロータ角度の推\*

$$\begin{aligned} V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_o \cdot \sin 2\hat{\theta} &= \sqrt{V_s^2 - V_o^2} \sin(2\theta - 2\hat{\theta}) \\ &\approx \sqrt{V_s^2 - V_o^2} \cdot 2(\theta - \hat{\theta}) \quad (\theta - \hat{\theta} \approx 0 \text{ の場合}) \quad \cdots \cdots (4) \end{aligned}$$

但し、上記式(3)、(4)において、 $\theta_h$ ：前記モータのロータ角度の推定値、 $\theta$ ：前記モータのロータ角度の実際値。

【請求項6】前記ロータ角度算出手段は、前記位相差デ★

$$\begin{aligned} \Delta\theta_1 &= 2(\theta - \hat{\theta}) \approx \sin(2\theta - 2\hat{\theta}) \\ &= \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_o \cdot \sin 2\hat{\theta}}{\sqrt{V_s^2 + V_o^2}} \quad \cdots \cdots (5) \end{aligned}$$

但し、 $\Delta\theta_1$ ：前記位相差データ。

【請求項7】前記ロータ角度算出手段は、上記式(5)

\*対して、積分演算処理又はローパスフィルタを施すことによって、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを抽出することを特徴とする請求項1記載のDCブラシレスモータのロータ角度検出装置。

【請求項3】前記ロータ角度算出手段は、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いて前記モータのロータ角度の推定値( $\theta_h$ )と実際値( $\theta$ )との位相差( $\theta - \theta_h$ )を表す位相差データを算出し、該位相差データが表す前記位相差( $\theta - \theta_h$ )を解消するように構成したオブザーバを用いた追従演算により、前記ロータ角度を算出することを特徴とする請求項1又は請求項2記載のDCブラシレスモータのロータ角度検出装置。

【請求項4】前記参照値抽出手段は、前記積分演算処理として、次式(1)と(2)の演算を行なうことを特徴とする請求項2記載のDCブラシレスモータのロータ角度検出装置。

【数1】

※定値( $\theta_h$ )とし、前回の制御サイクルにおいて算出した前記位相差データに応じた前記位相差( $\theta - \theta_h$ )を解消するように該位相差データに基づいて前記モータのロータ角度の推定値( $\theta_h$ )を逐次更新しつつ算出するオブザーバにより、前記モータのロータ角度の推定値( $\theta_h$ )を更新することによって、現在の制御サイクルにおける前記モータのロータ角度の推定値( $\theta_h$ )を算出し、該ロータ角度の推定値( $\theta_h$ )を前記モータのロータ角度とすることを特徴とする請求項4記載のDCブラシレスモータのロータ角度検出装置。

【数3】

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{V_s}{V_o} \quad \cdots \cdots (3)$$

【数4】

★ータとして、次式(5)により算出した $\Delta\theta_1$ を用いたことを特徴とする請求項5記載のDCブラシレスモータのロータ角度検出装置。

【数5】

に代えて、次式(6)による近似計算によって、前記 $\Delta\theta_1$ を算出したことを特徴とする請求項6記載のDCブ

ラシレスモータのロータ角度検出装置。

\* \* 【数6】

$$\Delta\theta_1 = 2(\theta - \hat{\theta}) \approx \sin(2\theta - 2\hat{\theta})$$

$$\approx \begin{cases} \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{|V_s|} & (|V_s| > |V_c|) \\ \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{|V_c|} & (|V_c| > |V_s|) \dots\dots\dots (6) \end{cases}$$

但し、 $\Delta\theta_1$ ：前記位相差データ。

※ことを特徴とする請求項5記載のDCブラシレスモータ

【請求項8】前記ロータ角度算出手段は、前記位相差データのロータ角度検出装置。

ータとして、次式(7)により算出した $\Delta\theta_2$ を用いた ※10 【数7】

$$\begin{aligned} \Delta\theta_2 &= 2(\theta - \hat{\theta}) + \text{offset} \approx \sin(2\theta - 2\hat{\theta}) + \text{offset} \\ &= \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{\sqrt{V_s^2 + V_c^2}} + \text{offset} \dots\dots\dots (7) \end{aligned}$$

但し、 $\Delta\theta_2$ ：前記位相差データ、offset：オフセット値。

【発明の属する技術分野】本発明は、突極型のDCブラシレスモータのロータ角度を検出するロータ角度検出装置に関する。

【0002】

【従来の技術】DCブラシレスモータを駆動して所望のトルクを得るためには、磁極を有するロータの電気角（以下、ロータ角度という）に対応した適切な位相で電機子に電圧を印加する必要がある。そのため、DCブラシレスモータにはロータ角度を検出する位置検出センサが設けられるのが一般的である。

【0003】しかし、位置検出センサを設けた場合には、位置検出センサのみならず、DCブラシレスモータの駆動装置側に位置検出センサから出力される検出信号を入力するための回路を設ける必要があり、また、位置検出センサと駆動装置間の配線も必要となる。そこで、位置検出センサを省いてDCブラシレスモータと駆動装置のコストダウンを図るべく、位置検出センサを用いずにロータ角度を検出する方法が提案されている。

【0004】かかる技術として、例えば、DCブラシレスモータの電機子に印加する電圧を直交する2軸方向に分離し、一方の軸側に高周波の交番電圧を印加したときに、該交番電圧の印加に応じて他方の軸側に生じる電流を検出することによって、ロータ角度を検出する方法が提案されている。しかし、この方法による場合には、初期の追従性に時間がかかるとともに、角度の補正が困難であるという不都合があった。

【0005】また、DCブラシレスモータの電機子に2相もしくは3相の電流を流した場合のロータ角度と電機子に流れる電流値との相関関係を予め記憶したデータテーブルを備え、電機子に流れる電流の検出値を該データテーブルにあてはめて近似演算等を行なうことによって、ロータ角度を検出する方法も提案されている。しかし、この方法による場合には、個体ごとに異なるモータパラメータの影響や近似計算による誤差が生じやすいという不都合があった。

【請求項9】前記モータを該モータのロータの磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と、q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、該q軸電機子に所定の磁極判別電流を流した状態で前記ロータ角度算出手段により前記モータのロータ角度を算出したときに、算出されたロータ角度と、該ロータ角度の算出時に前記q軸電機子により生じる磁界の向きと前記モータのロータの磁極により生じる磁界の向きが同一である飽和状態であったときに前記参照値抽出手段により抽出された前記正弦参照値と前記余弦参照値に応じて所定の演算処理により算出された飽和参照値と、該ロータ角度の算出時に前記q軸電機子により生じる磁界の向きと前記モータのロータの磁極により生じる磁界の向きが逆である非飽和状態であったときに前記参照値抽出手段により抽出された前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出された非飽和参照値の間に設定された閾値との相関関係を表すマップ又は関係式のデータを予め記憶した相関関係データ記憶手段と、

前記モータを前記等価回路に変換して扱い、前記q軸電機子に前記磁極判別電流を流した状態で前記ロータ角度算出手段により算出された前記モータのロータ角度を前記マップ又は前記関係式に適用して得られる該ロータ角度に応じた閾値と、該ロータ角度の算出時に前記参照値抽出手段により抽出された前記正弦参照値と前記余弦参照値に応じて前記演算処理により算出した磁極判別値とを比較することによって、前記モータのロータが前記飽和状態と前記非飽和状態のいずれの状態にあるかを判断して前記モータのロータの磁極の向きを判別する磁極向き判別手段とを備えたことを特徴とする請求項1から請求項8のうちいずれか1項記載のDCブラシレスモータのロータ角度検出装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

50 【0006】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上記不都合を解消し、位置検出センサを用いることなく、ロータ角度を精度良く検出することができるDCブラシレスモータのロータ角度検出装置を提供することを目的とする。

【0007】

【課題を解決するための手段】先ず、本発明について説明する前に、本発明の基本的な考え方を図1を参照して説明する。図1(a)を参照して、DCブラシレスモータ1は、永久磁石による界磁極を有するロータ2と、3相(U相、V相、W相)の電機子3、4、5とを有する。そして、3相の電機子3、4、5に所定位相の交流電流を供給したときに、各電機子3、4、5から発生する磁界の合成により生じる回転磁界によって、ロータ2が回転する。

【0008】ここで、該回転磁界は、ロータ2の角度 $\theta$ (図1(a)ではU相の電機子3を基準として時計回りにとったロータ2の角度。以下、ロータ角度 $\theta$ という)に応じた向きに発生させる必要があるため、DCブラシレスモータの制御においては、ロータ角度 $\theta$ を検出することが前提となる。

【0009】そこで、DCブラシレスモータには、ロータ角度 $\theta$ を検出するためにレゾルバ等の位置検出センサが設けられるのが一般的であるが、本発明のDCブラシレスモータのロータ角度検出装置は、位置検出センサを使用することなくロータ角度 $\theta$ を検出して、位置検出センサを不要としている。

【0010】図1(a)に示したように、突極型のロータ2を使用した場合、ロータ2とU、V、Wの各電機子\*

$$\begin{aligned} R_{gu} &= R_u + \frac{R_v \cdot R_w}{R_v + R_w} \\ &= 1 + \cos 2\theta + \frac{1 + \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) + \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) + \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \cdot \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)}{2 + \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) + \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)} \\ &= 1 + \cos 2\theta + \frac{1 - \cos 2\theta + \frac{1}{2}(\cos 4\theta + \cos \frac{2}{3}\pi)}{2 - \cos 2\theta} \\ &= \frac{8 - \cos \frac{2}{3}\pi}{4 - 2\cos 2\theta} \quad \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

【0017】そのため、U相が単位巻線であると仮定すると、U相の自己インダクタンス $L_u$ は以下の式(12)により求めることができる。

【0018】

【数12】

$$L_u = \frac{1}{R_{gu}} = \frac{4 - 2\cos 2\theta}{8 - \cos \frac{2}{3}\pi} \quad \dots\dots\dots (12)$$

【0019】また、U、W相間の相互インダクタンス $M_{uw}$ と、U、V相間の相互インダクタンス $M_{uv}$ は、磁気回路の構成より、それぞれ以下の式(13)、(14)により求めることができる。

【0020】

【数13】

\* 3、4、5間のギャップの磁気抵抗は周期的に変化し、その変化はロータ2が1回転する際に2回、すなわちロータ2が半回転する間に1周期分変化する。そして、該磁気抵抗は、ロータ2が図中①の位置となったときに最大となり、ロータ2が図中②の位置となったときに最小となる。

【0011】図1(a)の磁気回路を模式的に表したものが図1(b)であり、前記磁気抵抗の変化が単位余弦波状であり、該磁気抵抗の1周期あたりの平均値が0、

5 5であると仮定すると、U、V、Wの各相における磁気抵抗 $R_u$ 、 $R_v$ 、 $R_w$ は、以下の式(8)～式(10)で示される。

【0012】

【数8】

$$R_u = 1 - \cos 2\theta \quad \dots\dots\dots (8)$$

【0013】

【数9】

$$R_v = 1 - \cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi) \quad \dots\dots\dots (9)$$

20 【0014】

【数10】

$$R_w = 1 - \cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \quad \dots\dots\dots (10)$$

【0015】このとき、U相からみたギャップの磁気抵抗 $R_{gu}$ は、以下の式(11)により求めることができる。

【0016】

【数11】

$$M_{uw} = -\frac{R_w}{R_v + R_w} L_u = -\frac{2 + 2\cos(2\theta + \frac{2}{3}\pi)}{8 - \cos \frac{2}{3}\pi} \quad \dots\dots\dots (13)$$

40 【0021】

【数14】

$$M_{uv} = -\frac{R_v}{R_v + R_w} L_u = -\frac{2 + 2\cos(2\theta - \frac{2}{3}\pi)}{8 - \cos \frac{2}{3}\pi} \quad \dots\dots\dots (14)$$

【0022】V相、W相についても同様に、自己インダクタンスと相互インダクタンスを求めることができ、これらにより、突極性を有するDCブラシレスモータの電圧方程式は、各相の自己インダクタンスの直流分を $l$ 、 $l$ の変動分を $\Delta l$ 、各相間の相互インダクタンスの直流分を $m$ とすると、以下の式(15)で表すことができ

50

る。

\*【数15】

【0023】

\*

$$\begin{pmatrix} VU \\ VV \\ VW \end{pmatrix} = r \begin{pmatrix} Iu \\ Iv \\ Iw \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} 1-\Delta I \cos 2\theta & m-\Delta I \cos (2\theta-\frac{2}{3}\pi) & m-\Delta I \cos (2\theta+\frac{2}{3}\pi) \\ m-\Delta I \cos (2\theta-\frac{2}{3}\pi) & 1-\Delta I \cos (2\theta+\frac{2}{3}\pi) & m-\Delta I \cos 2\theta \\ m-\Delta I \cos (2\theta+\frac{2}{3}\pi) & m-\Delta I \cos 2\theta & 1-\Delta I \cos (2\theta-\frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Iu \\ Iv \\ Iw \end{pmatrix} \\ + \omega m K_e \begin{pmatrix} \sin \theta \\ \sin (\theta-\frac{2}{3}\pi) \\ \sin (\theta-\frac{4}{3}\pi) \end{pmatrix} \quad \text{..... (15)}$$

【0024】ここで、VU、VV、VWはそれぞれU相、V相、W相の電機子に印加される電圧、Iu、Iv、IwはそれぞれU相、V相、W相の電機子に流れる電流、rはU相、V相、W相の電機子の電気抵抗、 $\omega_m$ はロータ1の電気角速度、Keは誘起電圧定数である。

※圧やロータ1の角速度変化による影響が小さく、抵抗rによる電圧降下も無視できるレベルである場合には、前記式(15)は、以下の式(16)とみなして扱うことができる。

【0026】

【0025】さらに、電気角速度 $\omega_m$ がほぼ0で誘起電

※【数16】

$$\begin{pmatrix} VU \\ VV \\ VW \end{pmatrix} \approx \begin{pmatrix} 1-\Delta I \cos 2\theta & m-\Delta I \cos (2\theta-\frac{2}{3}\pi) & m-\Delta I \cos (2\theta+\frac{2}{3}\pi) \\ m-\Delta I \cos (2\theta-\frac{2}{3}\pi) & 1-\Delta I \cos (2\theta+\frac{2}{3}\pi) & m-\Delta I \cos 2\theta \\ m-\Delta I \cos (2\theta+\frac{2}{3}\pi) & m-\Delta I \cos 2\theta & 1-\Delta I \cos (2\theta-\frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Iu \\ Iv \\ Iw \end{pmatrix} \quad \text{..... (16)}$$

【0027】式(16)を各相電流の和が零であることを用いてIu、Iv、Iwについての形に変形すると、以下の式(17)で示した形となる。

★【0028】

【数17】

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} Iu \\ Iv \\ Iw \end{pmatrix} = K \begin{pmatrix} 1-m+\Delta I \cos 2\theta & \Delta I \cos (2\theta-\frac{2}{3}\pi) & \Delta I \cos (2\theta+\frac{2}{3}\pi) \\ \Delta I \cos (2\theta-\frac{2}{3}\pi) & 1-m+\Delta I \cos (2\theta+\frac{2}{3}\pi) & \Delta I \cos 2\theta \\ \Delta I \cos (2\theta+\frac{2}{3}\pi) & \Delta I \cos 2\theta & 1-m+\Delta I \cos (2\theta-\frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} VU \\ VV \\ VW \end{pmatrix} \quad \text{..... (17)}$$

【0029】ただし、演算ゲインKは以下の式(18)で示した形となる。

☆【0030】

☆【数18】

$$K = \frac{1}{2(1-m) \cdot 1 - \Delta I^2 (\frac{3}{2} + 3\cos \frac{2}{3}\pi)} \quad \text{..... (18)}$$

【0031】ここで、高周波重畳部21により、U、V、W相の各電機子に印加される制御電圧の指令値VU<sub>c</sub>、VV<sub>c</sub>、VW<sub>c</sub>に以下の式(19)で表されるような高周波電圧vv、vu、vwをそれぞれ重畳すると、それに応じてU相の電機子に流れる電流Iuが以下の式(20)で示した分だけ変化する。

40 【0033】

【0032】

【数20】

【数19】

$$\frac{d}{dt} Iu = \omega K \left\{ (1-m) \sin \omega t + \Delta I \left\{ \cos 2\theta \sin \omega t + \cos (2\theta-\frac{2}{3}\pi) \sin (\omega t - \frac{2}{3}\pi) + \cos (2\theta+\frac{2}{3}\pi) \sin (\omega t + \frac{2}{3}\pi) \right\} \right\} \\ = \omega K \left\{ (1-m) \sin \omega t - \frac{3\Delta I}{2} \sin (2\theta - \omega t) \right\} \quad \text{..... (20)}$$

【0034】ただし、 $\omega$ は高周波電圧vv、vu、vwの電気角速度である。

以下の式(21)で示した分だけ変化する。

【0036】

【0035】また、W相の電機子に流れる電流Iwは、

50 【数21】

9

10

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_w &= \omega K \left\{ (1-m) \sin \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \Delta I \left\{ \cos \left( 2\theta + \frac{2}{3}\pi \right) \sin \omega t + \cos 2\theta \sin \left( \omega t - \frac{2}{3}\pi \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \cos \left( 2\theta - \frac{2}{3}\pi \right) \sin \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \right\} \right\} \\ &= \omega K \left\{ (1-m) \sin \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) - \frac{3\Delta I}{2} \sin \left( 2\theta - \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \right\} \quad \cdots \cdots (21) \end{aligned}$$

【0037】これから、式(20)と式(21)を時間 \* 【0038】  
tで積分して、I<sub>u</sub>とI<sub>w</sub>を以下の式(22)、(2 \* 【数22】  
3)により求めることができる。 \*

$$I_u = K \left\{ -(1-m) \cos \omega t - \frac{3\Delta I}{2} \cos (2\theta - \omega t) \right\} \quad \cdots \cdots (22)$$

【0039】

※ ※ 【数23】

$$I_w = K \left\{ -(1-m) \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) - \frac{3\Delta I}{2} \cos \left( 2\theta - \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \right\} \quad \cdots \cdots (23)$$

【0040】式(22)と式(23)より、I<sub>u</sub>とI<sub>w</sub>は、重畳した高周波電圧v<sub>u</sub>、v<sub>v</sub>、v<sub>w</sub>の角速度ωとロータ角度θに応じて変化する。そのため、角速度ωが既知である高周波電圧v<sub>u</sub>、v<sub>v</sub>、v<sub>w</sub>を重畳したときのI<sub>u</sub>とI<sub>w</sub>を検出することにより、ロータ角度θを検出することが考えられる。

【0041】以上の説明を基礎として本発明を以下に説明する。本発明は、突極型のDCブラシレスモータの3相の電機子に駆動電圧を印加する電圧印加手段と、該駆動電圧に高周波電圧を重畳する高周波成分重畳手段と、該3相の電機子のうちの第1相の電機子に流れる電流を検出する第1電流検出手段と、該3相の電機子のうちの第2相の電機子に流れる電流を検出する第2電流検出手段と、前記高周波重畳手段により前記駆動電圧に前記高周波電圧が印加されたときに前記第1電流検出手段により検出される第1電流値及び前記第2電流検出手段により検出される第2電流値と、前記高周波電圧に応じた高周波成分とを用いて、前記モータのロータ角度の2倍角の正弦値と余弦値とにそれぞれ応じた正弦参照値と余弦参照値とを抽出する参照値抽出手段と、該正弦参照値と該余弦参照値とから前記モータのロータ角度を算出するロータ角度算出手段とを備えたことを特徴とする。

【0042】かかる本発明によれば、詳細は後述するが、前記高周波重畳手段により前記DCブラシレスモータの電機子に印加される駆動電圧に前記高周波電圧を重畳し、前記第1電流検出手段と前記第2電流検出手段により、前記第1電流値と前記第2電流値とをそれぞれ検出することによって、前記参照値抽出手段は、前記式(22)と式(23)を利用して前記正弦参照値と前記余弦参照値とを抽出することができる。そして、前記ロ

ータ角度算出手段は、前記参照値抽出手段により抽出された前記正弦参照値と前記余弦参照値とから、DCブラシレスモータのロータ角度を直接算出することができる。そのため、従来の技術と比べて初期追従性が良く、モータパラメータの影響をほとんど受けることなくロータの角度を精度良く検出することができる。

【0043】また、前記参照値抽出手段は、前記高周波成分に対して、積分演算処理又はローパスフィルタを施すことによって、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを抽出することを特徴とする。

【0044】かかる本発明によれば、前記積分演算処理又は前記ローパスフィルタを施すことにより、時間に応じて変動する前記高周波成分を固定して前記正弦参照値と前記余弦参照値とを抽出することができる。

【0045】また、前記ロータ角度算出手段は、前記正弦参照値と前記余弦参照値とを用いて前記モータのロータ角度の推定値(θ<sub>h</sub>)と実際値(θ)との位相差(θ - θ<sub>h</sub>)を表す位相差データを算出し、該位相差データが表す前記位相差(θ - θ<sub>h</sub>)を解消するように構成したオブザーバを用いた追従演算により、前記ロータ角度を算出することを特徴とする。

【0046】かかる本発明によれば、前記ロータ角度算出手段は、前記オブザーバを用いることにより、前記正弦参照値と前記余弦参照値から前記ロータ角度を算出していくことができる。

【0047】また、前記式(22)と式(23)により求めたI<sub>u</sub>とI<sub>w</sub>を用いると、以下の式(24)の関係が得られる。

【0048】

【数24】

20

30

40



$$\begin{aligned}
 & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \cdot I_u - \cos \omega t \cdot I_w \\
 &= K \left[ -(1-m) \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \cos \omega t - \frac{3\Delta I}{2} \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \cos(2\theta - \omega t) \right. \\
 & \quad \left. + (1-m) \cos \omega t \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{3\Delta I}{2} \cos \omega t \cos(2\theta - \omega t + \frac{2}{3}\pi) \right] \\
 &= K \frac{3\Delta I}{2} \left[ -\cos(2\omega t - 2\theta - \frac{2}{3}\pi) + \cos(2\omega t - 2\theta + \frac{2}{3}\pi) \right] \\
 &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \sin(2\omega t - 2\theta) \quad \dots\dots\dots (24)
 \end{aligned}$$

【0049】ここで、U相及びW相の電機子に流れる電流には、一般に直流成分が含まれるため、U相の電機子に流れる電流  $I_u$  とW相の電機子に流れる電流  $I_w$  を以て

$$I_u = K \left[ -(1-m) \cos \omega t - \frac{3\Delta I}{2} \cos(2\theta - \omega t) \right] + I_{udc} \quad \dots\dots\dots (25)$$

【0051】但し、 $I_{udc}$ ：U相の電機子に流れる電流の直流成分。

$$I_w = K \left[ -(1-m) \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) - \frac{3\Delta I}{2} \cos(2\theta - \omega t + \frac{2}{3}\pi) \right] + I_{wdc} \quad \dots\dots\dots (26)$$

【0053】但し、 $I_{wdc}$ ：W相の電機子に流れる電流の直流成分。

【0054】上記式(24)と以下の式(27)の関係から、上記式(25)、(26)による直流成分を含む  $I_u$  及び  $I_w$  と、重畳した高周波電圧に応じた高周波成分

$$\sin(2\omega t - 2\theta) = \sin 2\omega t \cos 2\theta - \cos 2\omega t \sin 2\theta \quad \dots\dots\dots (27)$$

【0056】

$$\begin{aligned}
 V_s &= \int_0^{2\pi} \left( \cos 2\omega t \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right) dt \\
 &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{2\pi} \cos 2\omega t \sin(2\omega t - 2\theta) dt + \int_0^{2\pi} \left( \cos 2\omega t \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \cdot I_{udc} - \cos 2\omega t \cdot \cos \omega t \cdot I_{wdc} \right) dt \\
 &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{2\pi} \left( \frac{\sin 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{1 + \cos 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right) dt \\
 & \quad + \int_0^{2\pi} \left( \frac{\cos(3\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi)}{2} I_{udc} - \frac{\cos 3\omega t + \cos \omega t}{2} I_{wdc} \right) dt \\
 &= \frac{2\pi}{\omega} K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \sin 2\theta \quad \dots\dots\dots (28)
 \end{aligned}$$

【0057】

【数29】

$$\begin{aligned}
 V_c &= -\int_0^{2\pi} \left( \sin 2\omega t \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right) dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{2\pi} \sin 2\omega t \sin(2\omega t - 2\theta) dt + \int_0^{2\pi} \left( \sin 2\omega t \cdot \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot I_{udc} - \sin 2\omega t \cdot \cos \omega t \cdot I_{wdc} \right) dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{2\pi} \left( \frac{1 - \cos 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{\sin 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right) dt \\
 &\quad + \int_0^{2\pi} \left( \frac{\sin(3\omega t + \frac{2}{3}\pi) + \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi)}{2} I_{udc} - \frac{\sin 3\omega t + \sin \omega t}{2} I_{wdc} \right) dt \\
 &= \frac{2\pi}{\omega} K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \cos 2\theta
 \end{aligned}
 \tag{29}$$

【0058】したがって、前記参照値抽出手段は、前記積分演算処理として、前記式(28)と式(29)の演算を行なうことにより、前記正弦参照値と前記余弦参照値を算出することができる。

【0059】また、上記式(28)により算出した正弦参照値(Vs)と上記式(29)により算出した余弦参照値(Vc)から、以下の式(30)により前記モータのロータ角度を算出することができる。

【0060】

【数30】

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{V_s}{V_c} \tag{30}$$

【0061】しかし、 $\tan^{-1}$ 関数は前記正弦参照値(Vs)及び前記余弦参照値(Vc)の変化に対する変動分が大きいため、上記式(30)により前記モータのロータ角度を算出したときに、前記正弦参照値(Vs)と前記余弦参照値(Vc)の算出誤差の影響を受けてロータ角度の検出誤差が大きくなる場合がある。

【0062】そこで、前記ロータ角度算出手段は、所定の制御サイクルごとに、前記高周波重畳手段により前記\*

$$V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta} = \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \sin(2\theta - 2\hat{\theta})$$

$$\approx \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \cdot 2(\theta - \hat{\theta}) \quad ((\theta - \hat{\theta}) \approx 0 \text{ の場合}) \tag{31}$$

【0064】かかる本発明によれば、前記ロータ角度算出手段は、最初の制御サイクルにおいてのみ上記式(30)により前記モータのロータ角度を算出し、次の制御サイクル以降においては、前回の制御サイクルにおいて上記式(31)に基づいて生成された前記位相差データと、前回の制御サイクルにおいて算出された前記モータのロータ角度を、前記オブザーバに適用して、現在の制御サイクルにおける前記モータのロータ角度の推定値( $\theta^A$ )を算出することができる。これにより、前記ロータ角度算出手段は、次の制御サイクル以降において前記モータのロータ角度を精度良く検出することができ

\* 駆動電圧に前記高周波電圧を重ねて前記参照値抽出手段により前記正弦参照値と前記余弦参照値とを抽出し、前記モータのロータ角度の実際値( $\theta$ )と推定値( $\theta^A$ )との位相差( $\theta - \theta^A$ )に応じた位相差データを次式(31)に基づいて生成し、最初の制御サイクルにおいては、上記式(30)により前記DCブラシレスモータのロータ角度を算出し、次の制御サイクル以降においては、前回の制御サイクルにおいて算出した前記モータのロータ角度を前回の制御サイクルにおける前記モータのロータ角度の推定値( $\theta^A$ )とし、前回の制御サイクルにおいて算出した前記位相差データに応じた前記位相差( $\theta - \theta^A$ )を解消するように該位相差データに基づいて前記モータのロータ角度の推定値( $\theta^A$ )を逐次更新しつつ算出するオブザーバにより、前記モータのロータ角度の推定値( $\theta^A$ )を更新することによって、現在の制御サイクルにおける前記モータのロータ角度の推定値( $\theta^A$ )を算出し、該ロータ角度の推定値( $\theta^A$ )を前記モータのロータ角度とすることを特徴とする。

【0063】

【数31】

る。

【0065】また、前記ロータ角度算出手段は、前記位相差データとして、次式(32)により、 $\sqrt{V_s^2 + V_c^2}$ で除して算出した $\Delta\theta$ を用いることにより、前記オブザーバのゲインが前記正弦参照値Vsと前記余弦参照値Vcの大きさの変化に応じて変動することを抑制することができる。そして、これにより、前記モータのロータ角度を安定して検出することができる。

【0066】

【数32】

$$\begin{aligned}\Delta\theta_1 &= 2(\theta - \hat{\theta}) \approx \sin(2\theta - 2\hat{\theta}) \\ &= \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{\sqrt{V_s^2 + V_c^2}} \quad \dots\dots\dots (32)\end{aligned}$$

【0067】但し、 $\Delta\theta_1$ ：前記位相差データ。

※てもよい。

【0068】また、前記ロータ角度算出手段の演算能力

【0069】

が比較的低い場合には、上記式(32)に代えて、次式

【数33】

(33)による近似計算によって、前記 $\Delta\theta_1$ を算出し \*

$$\begin{aligned}\Delta\theta_1 &= 2(\theta - \hat{\theta}) \approx \sin(2\theta - 2\hat{\theta}) \\ &= \begin{cases} \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{|V_s|} & (|V_s| > |V_c|) \\ \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{|V_c|} & (|V_c| > |V_s|) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (33)\end{aligned}$$

【0070】また、上記式(32)により算出した $\Delta\theta_1$ を用いて前記オブザーバを構成して前記モータのロータ角度を検出し、検出したロータ角度に基づいて前記モータの電機子に供給する電流の位相を制御したときに、高電流域における前記モータの出力トルクのボトム値（出力トルクの変化の下端値）が減少し、出力トルクの脈動が大きくなる場合がある。そして、本願発明者らは、このような出力トルクのボトム値の減少を抑制するために各種検討を行なった結果、前記ロータ角度算出手段により算出される前記モータのロータ角度を強制的にずらして、前記モータのロータ角度の検出値と実際値との位相差を変えることによって、前記モータの出力トルクのボトム値を増大させ得ることを知見した。 ※

※【0071】そこで、前記ロータ角度算出手段は、次式(34)によりオフセット値(offset)を加えて算出した $\Delta\theta_2$ を前記位相差データとして前記オブザーバを構成することによって、前記モータのロータ角度の算出値と実際値との差がオフセット値(offset)となるように、前記モータのロータ角度を算出することができる。そして、これにより、前記モータのロータ角度の検出値と実際値の位相差を強制的にずらして、前記モータの出力トルクのボトム値の減少を抑制し、出力トルクの脈動を低減することができる。

【0072】

【数34】

$$\begin{aligned}\Delta\theta_2 &= 2(\theta - \hat{\theta}) + \text{offset} \approx \sin(2\theta - 2\hat{\theta}) + \text{offset} \\ &= \frac{V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta}}{\sqrt{V_s^2 + V_c^2}} + \text{offset} \quad \dots\dots\dots (34)\end{aligned}$$

【0073】但し、 $\Delta\theta_2$ ：前記位相差データ。

【0074】また、前記モータのロータのインダクタンスの変化は電気角で180度周期であるため、前記高周波重畳手段により前記モータの駆動電圧に前記高周波電圧を重畳する方法で前記モータのロータ角度を検出する場合は、前記モータのロータ磁石の磁極の向きを判別することはできない。すなわち、前記モータのロータ角度が $\theta$  ( $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ ) であるとき、 $\theta + 180^\circ$  であるときを区別して検出することができないという不都合がある。

【0075】かかる不都合を解消するため、各種検討を重ねた結果、本願発明者らは、前記モータを該モータのロータの磁束方向であるq軸電機子と、q軸電機子と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有する等価回路に変換して扱ういわゆるdq変換を行なって前記モータを制御する場合、q軸電機子に電流を流して前記ロータ角度算出手段により前記モータのロータ角度を算出したときに、前記モータのロータの磁極により生じる磁界の向きとq軸電機子により生じる磁界の向きが同一であるとき

と逆であるときとで、算出したロータ角度に応じた前記正弦参照値と前記余弦参照値の値が相違することを知見した。

【0076】そこで、本発明は、前記モータを該モータのロータの磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と、q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有する等価回路に変換して扱い、該q軸電機子に所定の磁極判別電流を流した状態で前記ロータ角度算出手段により前記モータのロータ角度を算出したときに、算出されたロータ角度と、該ロータ角度の算出時に前記q軸電機子により生じる磁界の向きと前記モータのロータの磁極により生じる磁界の向きが同一である飽和状態であったときに前記参照値抽出手段により抽出された前記正弦参照値と前記余弦参照値に応じて所定の演算処理により算出された飽和参照値と、該ロータ角度の算出時に前記q軸電機子により生じる磁界の向きと前記モータのロータの磁極により生じる磁界の向きが逆である非飽和状態であったときに前記参照値抽出手段により抽出された前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出

された非飽和参照値の中間値付近に設定された閾値との相関関係を表すマップ又は関係式のデータを予め記憶した相関関係データ記憶手段を有する。

【0077】そして、前記モータを前記等価回路に変換して扱い、前記q軸電機子に前記磁極判別電流を流した状態で前記ロータ角度算出手段により算出された前記モータのロータ角度を前記マップ又は前記関係式に適用して得られる該ロータ角度に応じた閾値と、該ロータ角度の算出時に前記参照値抽出手段により抽出された前記正弦参照値と前記余弦参照値に応じて前記演算処理により算出した磁極判別値とを比較することによって、前記モータのロータが前記飽和状態と前記非飽和状態のいずれの状態にあるかを判断して前記モータのロータの磁極の向きを判別する磁極向き判別手段を備えたことを特徴とする。

【0078】かかる本発明によれば、詳細は後述するが、前記磁極向き判別手段は、前記q軸電機子に前記磁極判別電流を流した状態で前記ロータ角度算出手段により前記モータのロータ角度を算出し、算出した該ロータ角度を前記ロータ角度／閾値テーブルに適用して得た閾値と、該ロータ角度の算出時に前記参照値抽出手段により抽出された前記正弦参照値と前記余弦参照値とに応じて前記演算処理により算出した前記磁極判別値とを比較することによって、前記ロータの磁極の向きを判別することができる。これにより、前記モータのロータ角度を0〜360°の範囲で検出することができる。

【0079】

【発明の実施の形態】本発明の実施の形態の一例について図1〜図4を参照して説明する。図1はDCブラシレスモータの構成図、図2は図1に示したDCブラシレスモータの作動を制御するモータコントローラの制御ブロック図、図3はロータの磁極の向きを判別する方法を説明するためのグラフ、図4はDCブラシレスモータの出力トルクのボトム値の低下を抑制する方法を説明するためのグラフである。

【0080】図2に示したモータコントローラ10は、図1(a)に示した突極型のDCブラシレスモータ1の電機子3、4、5に流れる電流をフィードバック制御するものであり、DCブラシレスモータ1（以下、モータ1という）を、ロータ2の界磁極の磁束方向であるq軸上にあるq軸電機子と該q軸と直交するd軸上にあるd軸電機子とを有するdq座標系による等価回路に変換して扱う。

【0081】そして、モータコントローラ10は、外部から与えられるd軸電機子に流れる電流（以下、d軸電流という）の指示値である $I_{d\_c}$ とq軸電機子に流れる電流（以下、q軸電流という）の指示値である $I_{q\_c}$ とが、実際にモータ1の3相の電機子に流れる電流の検出値から3相／dq変換により算出したd軸電流の検出値である $I_{d\_s}$ とq軸電流の検出値である $I_{q\_s}$

とに、それぞれ一致するように、モータ1の3相の電機子に印加する電圧を制御する。

【0082】モータコントローラ10は、d軸電機子に印加する電圧（以下、d軸電圧という）の指示値である $V_{d\_c}$ とq軸電機子に印加する電圧（以下、q軸電圧という）の指示値である $V_{q\_c}$ とを、U、V、Wの3相の電機子に印加する電圧の指示値である $V_{U\_c}$ 、 $V_{V\_c}$ 、 $V_{W\_c}$ に変換するdq/3相変換部20、dq/3相変換部20から出力される $V_{U\_c}$ 、 $V_{V\_c}$ 、 $V_{W\_c}$ に、それぞれ高周波電圧 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ を重畳する高周波重畳部21（本発明の高周波重畳手段に相当する）、及び該高周波電圧が重畳された $V_{U\_c}$ 、 $V_{V\_c}$ 、 $V_{W\_c}$ に応じた電圧 $V_U$ 、 $V_V$ 、 $V_W$ をDCブラシレスモータ1のU、V、Wの各相の電機子にそれぞれ印加するパワードライブユニット22（本発明の電圧印加手段に相当する）を備える。

【0083】さらに、モータコントローラ10は、DCブラシレスモータ1のU相（本発明の第1相に相当する）の電機子に流れる電流を検出するU相電流センサ23（本発明の第1電流検出手段に相当する）、DCブラシレスモータ1のW相（本発明の第2相に相当する）の電機子に流れる電流を検出するW相電流センサ24（本発明の第2電流検出手段に相当する）、U相電流センサ23の検出電流値 $I_{U\_s}$ とW相電流センサ24の検出電流値 $I_{W\_s}$ とを用いてロータ角度 $\theta$ を検出する角度検出部25、 $I_{U\_s}$ と $I_{W\_s}$ とを用いて $I_{d\_s}$ と $I_{q\_s}$ とを算出する3相／dq変換部26、及びd軸とq軸間で干渉し合う速度起電力の影響を打消す処理を行なう非干渉演算部27を備える。

【0084】モータコントローラ10は、d軸電流の指令値 $I_{d\_c}$ と検出値 $I_{d\_s}$ とを第1減算器28で減算し、その減算結果に第1のPI演算部29でPI（比例積分）処理を施し、第1加算器30で非干渉成分を加算して、 $I_{d\_c}$ と $I_{d\_s}$ との偏差に応じたd軸電圧の指令値 $V_{d\_c}$ を生成する。

【0085】また、モータコントローラ10は、同様に、q軸電流の指令値 $I_{q\_c}$ と検出値 $I_{q\_s}$ とを第2減算器31で減算し、その減算結果に第2のPI演算部32でPI処理を施し、第2加算器33で非干渉成分を加算して、 $I_{q\_c}$ と $I_{q\_s}$ との偏差に応じたq軸電圧の指令値 $V_{q\_c}$ を生成する。

【0086】そして、モータコントローラ10は、d軸電圧の指令値 $V_{d\_c}$ とq軸電圧の指令値 $V_{q\_c}$ とをdq/3相変換部20に入力する。これにより、パワードライブユニット22を介して、d軸電流の指令値 $I_{d\_c}$ と検出値 $I_{d\_s}$ との偏差、及びq軸電流の指令値 $I_{q\_c}$ と検出値 $I_{q\_s}$ との偏差を解消するように、DCブラシレスモータ1の電機子に3相電圧 $V_U$ 、 $V_V$ 、 $V_W$ が印加され、DCブラシレスモータ1の電機子に流れる電流が制御される。

【0087】ここで、3相/dq変換部26は、U相電流センサ23の検出電流値 $I_{U\_s}$ と、W相電流センサ24の検出電流値 $I_{W\_s}$ と、ロータ角度 $\theta$ とからd軸電流の検出値 $I_{d\_s}$ とq軸電流の検出値 $I_{q\_s}$ とを、以下の式(35)と式(36)から算出するため、\*

$$I_d = \sqrt{2} \left\{ I_u \cdot \sin \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) - I_w \cdot \sin \theta \right\} \quad \text{----- (35)}$$

【0089】

※ ※【数36】

$$I_q = \sqrt{2} \left\{ I_u \cdot \cos \left( \theta + \frac{2}{3} \pi \right) - I_w \cdot \cos \theta \right\} \quad \text{----- (36)}$$

【0090】そして、モータコントローラ10は、レゾルバ等の位置検出センサを用いずに、dq/3相変換部20から出力されるU、V、W相に印加する電圧の指令値 $V_{U\_c}$ 、 $V_{V\_c}$ 、 $V_{W\_c}$ に対して、高周波重畳部21から出力される高周波電圧 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ (前記式(19)参照)をそれぞれ重畳することによってロータ角度 $\theta$ を検出する。

【0091】すなわち、第3加算器34で $V_{U\_c}$ に $v_u$ を加算し、第4加算器35で $V_{V\_c}$ に $v_v$ を加算し、第5加算器36で $V_{W\_c}$ に $v_w$ を加算する。そして、角度検出部25は、高周波電圧 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ を重畳したときに、U相電流センサ23により検出される電流値 $I_{U\_s}$ とW相電流センサ24により検出される電流値 $I_{W\_s}$ とを用いて、ロータ角度 $\theta$ を検出する。

【0092】なお、角度検出部25は、本発明の参照値抽出手段とロータ角度算出手段と磁極向き判別手段の機能を含み、角度検出部25、パワードライブユニット22、高周波重畳部21、U相電流センサ23、及びW相電流センサ24により本発明のDCブラシレスモータのロータ角度検出装置が構成される。以下、高周波重畳部21と角度検出部25とによるロータ角度 $\theta$ の検出処理★

\*モータコントローラ10はロータ角度 $\theta$ を検出する必要がある。

【0088】

【数35】

★について説明する。

【0093】角度検出部25は、上述した式(28)と式(29)の $I_u$ と $I_w$ に、U相電流センサ23により検出された電流値 $I_{U\_s}$ とW相電流センサ24により検出された電流値 $I_{W\_s}$ をそれぞれ代入し、式(28)と式(29)の $\omega$ に高周波重畳部21により重畳された高周波電圧 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ の角速度 $\omega$ を代入して、ロータ角度 $\theta$ の2倍角の正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ とを算出する。なお、式(28)と式(29)における $\omega t$ についての $\sin$ 、 $\cos$ 成分が本発明の重畳した高周波電圧に応じた高周波成分に該当する。

【0094】なお、上記式(28)と式(29)では、積分期間を $0 \sim 2\pi/\omega$ として、 $I_u$ と $I_w$ の直流成分( $I_{udc}$ 、 $I_{wdc}$ )に関する積分値が0になるようにしたが、 $I_u$ と $I_w$ が直流成分を含まず、上記式(22)、(23)の形で表される場合には、以下の式(37)、(38)に示したように、積分期間を $0 \sim \pi/\omega$ としても正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ を算出することができる。

【0095】

【数37】

$$\begin{aligned} V_s &= \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left\{ \cos 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \cdot I_u - \cos 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \\ &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \cos 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\ &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \cos 2\omega t (\sin 2\omega t \cos 2\theta - \cos 2\omega t \sin 2\theta) dt \\ &= -K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{\omega}} \left( \frac{\sin 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{1 + \cos 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right) dt \\ &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \sin 2\theta \quad \text{----- (37)} \end{aligned}$$

【0096】

【数38】

21

22

$$\begin{aligned}
 V_c &= - \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left\{ \sin 2\omega t \cos \left( \omega t + \frac{2}{3}\pi \right) \cdot I_u - \sin 2\omega t \cos \omega t \cdot I_w \right\} dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin 2\omega t \sin (2\omega t - 2\theta) dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \sin 2\omega t (\sin 2\omega t \cos 2\theta - \cos 2\omega t \sin 2\theta) dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{2} \int_0^{\frac{\pi}{2}} \left[ \frac{1 - \cos 4\omega t}{2} \cos 2\theta - \frac{\sin 4\omega t}{2} \sin 2\theta \right] dt \\
 &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4} \cos 2\theta \quad \cdots \cdots (38)
 \end{aligned}$$

【0097】そして、角度検出部25は、算出した正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ とから、以下の式(39)によりロータ角度 $\theta$ を算出する。

【0098】

【数39】

$$\theta = \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{V_s}{V_c} \quad \cdots \cdots (39)$$

【0099】この場合、モータ1のモータパラメータが変動しても上記式(28)と式(29)により算出される正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ との比率は変わらないので、上記式(39)によるロータ角度 $\theta$ の算出に影響を及ぼさない。

【0100】また、ロータ2のギャップのインダクタンスの変動はロータ角度 $\theta$ の1/2の周期なので、突極性のあるDCブラシレスモータの場合、電気角で0~180°又は180~360°の範囲での角度演算が可能である。そのため、0~360°の範囲でロータ角度 $\theta$ を検出するためには、ロータ2の磁極の向きを判別する処理が必要となる。

【0101】この場合、q軸電機子に電流を流してq軸方向(ロータ2の磁石の磁束方向)に磁界を生じさせると、電流により生じた磁界の向きと磁石により生じた磁界の向きが同一である飽和状態であるときは飽和により $\Delta I$ (U、V、Wの各相の自己インダクタンスの直流分1の変動分)が大きくなる。一方、電流により生じた磁界の向きと磁石により生じた磁界の向きが逆である非飽和状態であるときには $\Delta I$ が小さくなる。

【0102】そのため、 $\Delta I$ の値により変化する正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ (上記式(28)、(29)により算出される)から以下の式(40)(本発明の所定の演算処理に相当する)により算出した磁極判別値Aの値は、ロータ2が前記飽和状態にあるときと前記非飽和状態にあるときとで相違する。

【0103】

【数40】

$$A = \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \quad \cdots \cdots (40)$$

【0104】したがって、角度検出部25は、高周波重畳部21により高周波電圧 $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ を重ねる

と共にq軸電機子に所定の磁極判別電流を流した状態におけるW相電流センサ24とU相電流センサ23の検出電流値から、上記式(28)、(29)により正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ とを算出し、該正弦参照値 $V_s$ と余弦参照値 $V_c$ から上記式(40)により算出した磁極判別値Aを予め定めた閾値と比較することにより、ロータ2が前記飽和状態と非飽和状態のうちのいずれであるかを検知してロータ2の磁極の向きを判別することができる。

【0105】しかし、ロータ2や電機子3、4、5の形状等によっては、ロータ2が前記飽和状態にあるときと前記非飽和状態にあるときとで、磁極判別値Aの値に差が生じない場合がある。そして、この場合には、磁極判別値Aを予め定めた閾値と単純に比較することによって、ロータ2の磁極の向きを判別することができない。

【0106】ここで、図3(a)は、ロータ2の実角度に対する磁極判別値Aの変化の例を示したグラフであり、横軸がロータ角度 $\theta$ の実際値、縦軸が磁極判別値Aに設定されている。そして、図中①がロータ2が前記飽和状態にあるときの磁極判別値Aの推移を示し、図中②がロータ2が前記非飽和状態にあるときの磁極判別値Aの推移を示している。図3(a)のグラフのように、ロータ2の磁極の向きを判別するための閾値Bを一定の値とすると、①と②のいずれもが飽和状態であると誤って判別されてしまう箇所があるため、磁極判別値Aからロータ2の磁極の向きを判別することができない。

【0107】そこで、かかる場合には、角度検出部25は、以下の方法によりロータ2の磁極の向きを判別する。

【0108】図3(a)のグラフをみると、①と②は同じ周期をもって変動しているが、位相には若干の差が生じている。そして、ロータ2が飽和状態にあるときに角度検出部25により検出されたロータ角度と、ロータ2が非飽和状態にあるときに角度検出部25により検出されたロータ角度とを比較すると、ロータ2の実角度に対するずれに差が見られる。

【0109】そこで、角度検出部25により検出されたロータ角度に対する磁極判別値Aの変化をグラフ化したのが図3(b)である。図3(b)のグラフは、図3

(a)と同様に、横軸がロータ角度 $\theta$ の検出値、縦軸が磁極判別値Aに設定されている。そして、図中③はロータ2が飽和状態にあるときの磁極判別値Aの推移を示し、図中④はロータ2が非飽和状態にあるときの磁極判別値Aの推移を示している。

【0110】図3(b)から明らかなように、ロータ角度 $\theta$ の算出値に対しては、③と④の値に差が生じている。そのため、図中⑤で示したように、予め③と④の間にロータ角度 $\theta$ によってその値が変化する閾値を設定し、ロータ角度 $\theta$ の検出値と該閾値の大小を確認することによって、ロータ角度検出部25は、ロータ2の磁極の向きを判別することができる。

【0111】図3(b)では、閾値として③及び④と周期が同一である正弦波を用い、ロータ角度 $\theta$ の検出値に応じた閾値を得るために、ロータ角度 $\theta$ と該ロータ角度 $\theta$ に対応する閾値の相関関係を表すマップのデータがメモリに記憶されている。

【0112】角度検出部25は、まず、モータ1の駆動電圧VU、VV、VWに高周波vu、vv、vwを重ねると共にモータ1のq軸電機子に磁極判別電流を流した状態で、ロータ角度 $\theta$ を検出し、検出したロータ角度 $\theta$ を前記相関データに適用して該ロータ角度に対応した閾値を得る。

【0113】そして、角度検出部25は、ロータ角度 $\theta$ の検出時に算出した正弦参照値Vsと余弦参照値Vcから上記式(40)により磁極判別値Aを算出し、該磁極判別値Aを該ロータ角度 $\theta$ に対応した閾値と比較する。磁極判別値Aが閾値よりも大きければロータ2は飽和状態にあり、磁極判別値Aが閾値よりも小さければロータ2は非飽和状態にあると判断できるので、角度検出部25は、ロータ2の磁極の向きを判別することができる。

【0114】なお、ロータ角度 $\theta$ に対応する閾値の相関関係をマップではなく関係式で表し、該関係式のデータをメモリに記憶し、該関係式に角度検出部25により検出されたロータ角度 $\theta$ を適用して該ロータ角度 $\theta$ に対応した閾値を得るようにしてもよい。

【0115】また、本実施の形態においては、角度検出部25は前記式(28)、(29)において、時間に応じて変化する高周波成分を積分演算により、ロータ角度\*

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}_m(n+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}_m(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K1 \\ K2 \end{bmatrix} \tilde{K}(\theta(n) - \hat{\theta}(n)) \\ &= \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}_m(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{K}1 \\ \tilde{K}2 \end{bmatrix} (\theta(n) - \hat{\theta}(n)) \quad \cdots \cdots (43) \end{aligned}$$

【0124】ただし、 $K1^* = K1 \cdot K^*$ 、 $K2^* = K2 \cdot K^*$

上記式(43)は、シミュレータのモータも一定の角速度で回転するものと仮定して、位相差によるフィードバックを行なった定常回転モータモデルに対するオブザー

\*  $\theta$ の2倍角の正弦参照値Vsと余弦参照値Vcの値を算出したが、ローパスフィルタを施して正弦参照値と余弦参照値を出力するように処理してもよい。

【0116】また、ロータ角度 $\theta$ の推定角度 $\theta^*$ を用いれば、 $\theta$ と $\theta^*$ の誤差がほぼ零である場合、以下の式(41)の関係となり、推定角度 $\theta^*$ と正弦参照値Vsと余弦参照値Vcとを用いて、推定角度 $\theta^*$ と実角度 $\theta$ の位相差の近似値を求めることができ、この位相差の近似値から実角度 $\theta$ を算出することができる。

【0117】

【数41】

$$\begin{aligned} V_s \cdot \cos 2\hat{\theta} - V_c \cdot \sin 2\hat{\theta} &= K \frac{3\sqrt{3}\Delta I}{4\omega} \sin(2\theta - 2\hat{\theta}) \\ &\approx \tilde{K}(\theta - \hat{\theta}) \quad \cdots \cdots (41) \end{aligned}$$

【0118】そして、この位相差の近似値を用いて、オブザーバによる追従演算によってロータ角度の推定角度 $\theta^*$ の推定誤差がゼロに収束するように修正することも可能である。以下、オブザーバによる角度推定 $\theta^*$ の修正処理について説明する。

【0119】DCブラシレスモータ1が一定の角速度で回転しているとすると、サンプリング時間 $\Delta t$ ごとのロータ角度 $\theta$ と角速度 $\omega_m$ との関係は以下の式(42)で表される。

【0120】

【数42】

$$\begin{bmatrix} \theta(n+1) \\ \omega_m(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(n) \\ \omega_m(n) \end{bmatrix} \quad \cdots \cdots (42)$$

【0121】ただし、 $\theta(n)$ と $\omega_m(n)$ はそれぞれあるサンプル時点nにおけるロータ角度 $\theta$ と角速度 $\omega_m$ であり、 $\theta(n+1)$ と $\omega_m(n+1)$ はそれぞれnの次のサンプル時点n+1におけるロータ角度 $\theta$ と角速度 $\omega_m$ である。

【0122】そして、式(42)で示されるモデルのシミュレータに、推定角度 $\theta^*$ と推定角速度 $\omega_m^*$ を入力し、実角度 $\theta(n)$ と推定角度 $\theta^*(n)$ の位相差に演算ゲインK1、K2、 $K^*$ によるゲインを乗じてフィードバックする以下の式(43)に示した演算を行なう。

【0123】

【数43】

バとなっている。そして、前記式(42)と式(43)から、以下の式(44)が成り立つ。

【0125】

【数44】

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} \theta(n+1) - \hat{\theta}(n+1) \\ \omega_m(n+1) - \hat{\omega}_m(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(n) \\ \omega_m(n) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}_m(n) \end{bmatrix} \\
 & \quad - \begin{bmatrix} \tilde{K}_1 \\ \tilde{K}_2 \end{bmatrix} (\theta(n) - \hat{\theta}(n)) \\
 & = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(n) - \hat{\theta}(n) \\ \omega_m(n) - \hat{\omega}_m(n) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \tilde{K}_1 \\ \tilde{K}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(n) - \hat{\theta}(n) \\ \omega_m(n) - \hat{\omega}_m(n) \end{bmatrix} \\
 & = \begin{bmatrix} 1 - \tilde{K}_1 & \Delta t \\ -\tilde{K}_2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \theta(n) - \hat{\theta}(n) \\ \omega_m(n) - \hat{\omega}_m(n) \end{bmatrix} \quad \text{----- (44)}
 \end{aligned}$$

【0126】式(44)で表される系の特性方程式は以下【0127】  
 下の式(45)となり、その解である固有値 $\lambda$ は以下の【数45】  
 式(46)で算出される。 \*

$$\lambda^2 - (2 - K_1) \lambda + (1 - K_1 + \Delta t \cdot K_2) = 0 \quad \text{----- (45)}$$

【0128】

【数46】

$$\lambda = \frac{2 - K_1 \pm \sqrt{K_1^2 - 4 \Delta t \cdot K_2}}{2} \quad \text{----- (46)}$$

【0129】そして、推定角度 $\theta \wedge$ と実角度 $\theta$ が一致するためには、上記式(46)により算出される固有値 $\lambda$ の絶対値が1以下とならなければならない。そのためには $0 < K_1 < 4$ となる必要があり、 $K_2 = (K_1 \times K_1) / 4 \Delta t$ であれば固有値 $\lambda$ は実軸上に配置される。特に、 $K_1 = 2$ 且つ $K_2 = 1 / \Delta t$ であるとき、系は有限整定であり2ステップで推定角度 $\theta \wedge$ と実角度 $\theta$ の差(推定誤差)がゼロとなる。そこで、このように $K_1$ と※

※ $K_2$ を決定することによって、推定角度 $\theta \wedge$ の推定誤差をゼロとすることができる。

【0130】また、上記式(31)の関係式からロータ角度の推定値 $\theta \wedge$ と実値 $\theta$ との位相差 $(\theta - \theta \wedge)$ に応じた位相差データとして以下の式(47)に示す $\Delta \theta_n$ を算出し、該位相差 $(\theta - \theta \wedge)$ を解消するように構成した以下の式(48)で表されるオブザーバによりロータ角度 $\theta$ を算出すると、高周波成分の大きさ $(\sqrt{V_s^2 + V_c^2})$ の変動に伴ってゲインも変動することとなり、安定性が損なわれる可能性がある。

【0131】

【数47】

$$\Delta \theta_n = \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \cdot 2 (\theta - \hat{\theta}) \quad \text{----- (47)}$$

【0132】

★ ★【数48】

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}(n+1) \\ \hat{\omega}(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\theta}(n) \\ \hat{\omega}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} \sqrt{V_s^2 + V_c^2} \cdot 2 (\theta(n) - \hat{\theta}(n)) \quad \text{----- (48)}$$

【0133】但し、 $K_1$ 、 $K_2$ ：演算ゲイン。

【0134】そこで、かかる安定性の毀損を避けるため、位相差データとして上記式(32)により算出される $\Delta \theta_i$ を用いることが有効である。また、角度検出部25の演算能力が低く、上記式(32)の平方根演算に時間を要する場合には、上記式(33)による近似を行なってもよい。

【0135】ここで、このように上記式(32)又は式(33)により算出した位相差データ $\Delta \theta_i$ を用いて構成したオブザーバによりロータ角度 $\theta$ を検出し、該ロータ角度 $\theta$ に基づいてモータ1に印加する駆動電圧(VU, VV, VW)を制御した場合、モータ1の出力トルクのボトム値D(出力トルクの変化の下端値)が低下し、出力トルクの脈動が大きくなる場合がある。

【0136】図4(a)は、モータ1の出力トルクのボトム値Dが低下した様子を示したグラフであり、横軸が時間(t)、右縦軸がモータ1の出力トルク( $T_r$ )、左縦軸がロータ角度( $\theta$ )に設定されている。そして、

図中⑤がモータ1の出力トルクの時間推移、図中⑥がロータ角度の検出値の時間推移である。

【0137】図4(a)に示したように、モータ1の出力トルクのボトム値Dが低下する要因として、ロータ角度の実値に対する検出誤差が生じていることが考えられる。そこで、角度検出部25は、上記式(34)により算出した、オフセット値(offset)を加えた位相差データ $\Delta \theta_i$ を用いて構成したオブザーバによりロータ角度を検出し、強制的にロータ角度の検出値をずらすことによって、ロータ角度の検出誤差を減少させている。

【0138】図4(b)は、このように、オフセット値(offset)を加えて算出した $\Delta \theta_i$ を用いて構成したオブザーバにより算出したロータ角度に基づいてモータ1の駆動電圧(VU, VV, VW)を制御したときのモータ1の出力トルクの時間推移を示したグラフであり、図4(a)と同様に、横軸が時間(t)、右縦軸がモータ1の出力トルク( $T_r$ )、左縦軸がロータ角度



( $\theta$ ) に設定されている。そして、図中④がモータ1の出力トルクの時間推移、図中⑤がロータ角度の検出値である。

【0139】図4(b)に示したように、位相差データとして $\Delta\theta_2$ を用いることにより、モータ1の出力トルクの低下を抑制する顕著な効果が得られる。

【0140】なお、オブザーバによる追従演算によってロータ角度 $\theta$ を求める場合、DCブラシレスモータ1のパラメータが変動するとゲインが若干変動するが、オブ\*

\* ザーバの安定性に影響のない範囲であればロータ角度 $\theta$ の推定に問題は生じない。

【0141】また、本実施の形態では、上記式(28)により正弦参照値 $V_s$ を算出し、上記式(29)により余弦参照値 $V_c$ を算出したが、以下の式(49)又は式(50)により、正弦参照値 $V_s$ を算出してもよい。

【0142】

【数49】

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} I_u \cdot \sin \omega t dt &= K \int_0^{2\pi} \left( -(1-m) \cos \omega t \cdot \sin \omega t - \frac{3\Delta I}{2} \cos(2\theta - \omega t) \cdot \sin \omega t \right) dt + \int_0^{2\pi} I_{dc} \cdot \sin \omega t dt \\ &= K \int_0^{2\pi} \left( -(1-m) \frac{\sin \omega t}{2} - \frac{3\Delta I}{2} \frac{\sin 2\theta + \sin(2\theta - 2\omega t)}{2} \right) dt = \frac{2\pi}{\omega} \frac{3K\Delta I}{4} \sin 2\theta \quad \dots\dots (49) \end{aligned}$$

【0143】

※ ※ 【数50】

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} I_w \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) dt &= K \int_0^{2\pi} \left( -(1-m) \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) - \frac{3\Delta I}{2} \cos(2\theta - \omega t + \frac{2}{3}\pi) \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \right) dt \\ &+ \int_0^{2\pi} I_{dc} \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) dt \\ &= K \int_0^{2\pi} \left( -(1-m) \frac{\sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi)}{2} - \frac{3\Delta I}{2} \frac{\sin(2\theta - \frac{2}{3}\pi) + \sin(2\theta - 2\omega t)}{2} \right) dt = \frac{2\pi}{\omega} \frac{3K\Delta I}{4} \sin(2\theta - \frac{2}{3}\pi) \quad \dots\dots (50) \end{aligned}$$

【0144】上記式(49)、式(50)は、ロータ角度 $\theta$ に関係しない項と直交する時間関数を乗算して積分したものである。上記式(49)、(50)により正弦参照値 $V_s$ を求めることができるが、余弦参照値 $V_c$ を求めることはできない。しかし、以下の式(51)によ

★り余弦参照値 $V_c$ を算出することによって、上述した式(30)や式(43)によるオブザーバの追従演算等によりロータ角度を検出することができる。

【0145】

【数51】

$$\begin{aligned} &\frac{\int_0^{2\pi} I_w \cdot \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi) dt - \int_0^{2\pi} I_u \cdot \sin \omega t dt \cdot \cos \frac{2}{3}\pi}{\sin \frac{2}{3}\pi} \\ &= \frac{\frac{2\pi}{\omega} \frac{3K\Delta I}{4} \sin(2\theta - \frac{2}{3}\pi) - \sin 2\theta \cos \frac{2}{3}\pi}{\sin \frac{2}{3}\pi} = \frac{\frac{2\pi}{\omega} \frac{3K\Delta I}{4} \sin 2\theta \cos \frac{2}{3}\pi - \cos 2\theta \sin \frac{2}{3}\pi - \sin 2\theta \cos \frac{2}{3}\pi}{\sin \frac{2}{3}\pi} \\ &= \frac{2\pi}{\omega} \frac{3K\Delta I}{4} \cos 2\theta \quad \dots\dots (51) \end{aligned}$$

【0146】また、本実施の形態では、本発明の第1相をDCブラシレスモータ1のU相とし、本発明の第2相をDCブラシレスモータ1のW相としたが、他の組合せを用いてもよい。

【0147】また、パワードライブユニット22がPWMによりDCブラシレスモータ1の電機子に印加する電圧を制御するときには、通常同一位相で与えられる各相(U、V、W)のPWMキャリアを、それぞれ角度を120°ずらして与えることによって、PWMキャリアに含まれる高周波成分を用いてロータ角度 $\theta$ を検出することができる。この場合には、パワードライブユニット22が本発明の高周波重畳手段の機能を含むこととなり、

高周波重畳部21は不要となる。

【図面の簡単な説明】

【図1】DCブラシレスモータの構造図。

【図2】図1に示したDCブラシレスモータの作動を制御するモータコントローラの制御ブロック図。

【図3】ロータの磁極の向きを判別する方法を説明するためのグラフ。

【図4】モータの出力トルクのボトム値の低下を抑制する方法を説明するためのグラフ。

【符号の説明】

1…DCブラシレスモータ、2…ロータ、3…U相の電機子、4…V相の電機子、5…W相の電機子、10…モ

29

30

ータコントローラ、20…dq/3相変換部、21…高  
周波重畳部、22…パワードライブユニット、23…U\*  
相電流センサ、24…W相電流センサ、25…角度検出  
部、26…3相/dq変換部、27…非干渉演算部

【図1】

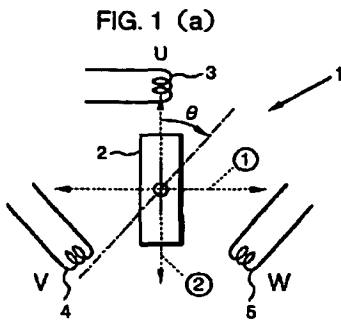
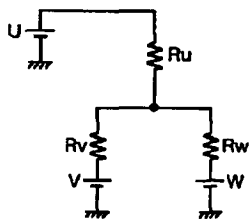
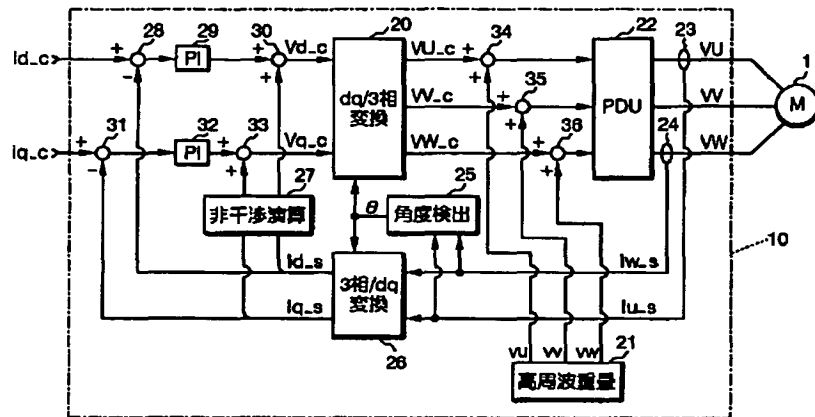


FIG. 1 (b)



【図2】

FIG. 2



【図3】

FIG. 3(a)

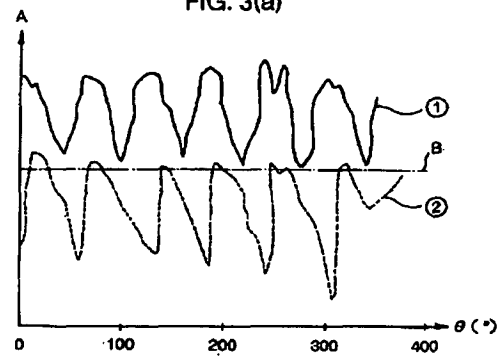
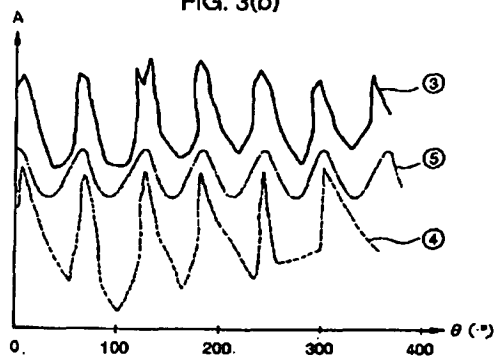
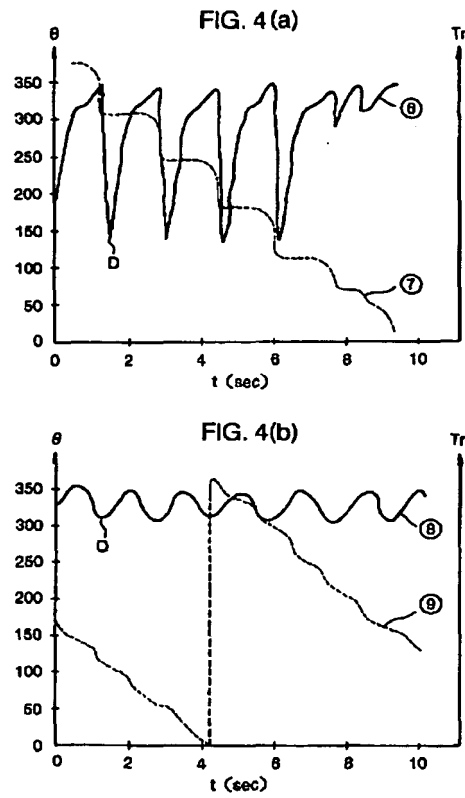


FIG. 3(b)



【図4】




---

フロントページの続き

Fターム(参考) 5H560 BB04 DA14 DC12 EB01 XA02  
 XA13  
 5H576 DD02 DD07 EE01 GG04 JJ02  
 JJ04 JJ17 JJ22 KK06 LL22  
 LL41 LL46